

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表 2002-531008

(P 2002-531008A)

(43) 公表日 平成14年9月17日 (2002. 9. 17)

(51) Int. Cl. 7

識別記号

F I

キーワード (参考)

H 0 4 J 11/00

H 0 4 J 11/00

Z 5K022

審査請求

有

予備審査請求

有

(全 29 頁)

(21) 出願番号 特願2000-584655 (P2000-584655)
(86) (22) 出願日 平成11年11月17日 (1999. 11. 17)
(85) 翻訳文提出日 平成13年5月24日 (2001. 5. 24)
(86) 国際出願番号 PCT/DE99/03656
(87) 国際公開番号 W000/31937
(87) 国際公開日 平成12年6月2日 (2000. 6. 2)
(31) 優先権主張番号 198 54 165. 1
(32) 優先日 平成10年11月24日 (1998. 11. 24)
(33) 優先権主張国 ドイツ (DE)
(31) 優先権主張番号 199 01 465. 5
(32) 優先日 平成11年1月15日 (1999. 1. 15)
(33) 優先権主張国 ドイツ (DE)

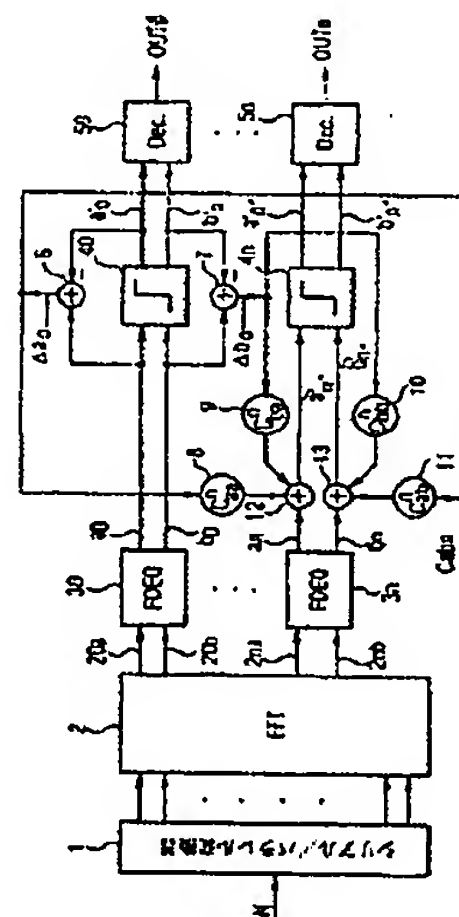
(71) 出願人 インフィネオン テクノロジース アクチ
エンゲゼルシャフト
ドイツ連邦共和国 ミュンヘン ザンクト
マルティン シュトラーセ 53
(72) 発明者 ハイナリッヒ シェンク
ドイツ連邦共和国 ミュンヘン ファティ
マシュトラーセ 3
(72) 発明者 ディートマー シュトロイスニク
オーストリア国 ヴィラッハ コスモンフ
ーバーシュトラーセ 4
(74) 代理人 弁理士 矢野 敏雄 (外4名)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 離散的多周波変調により生成された信号における妨害の補償方法および該方法を実施するための回路装置

(57) 【要約】

本発明は、離散的多周波変調により生成された信号における妨害の補償方法に関する。この場合、離散的多周波変調により生成された信号は複数の搬送波周波数を有しており、各搬送波周波数は信号ベクトルを有している。その際、複数の信号ベクトルのうちの1つの信号ベクトルである基準信号ベクトルからエラー信号ベクトルを形成する。そしてこのエラー信号ベクトルを前記の複数の信号ベクトルにおける残りの信号ベクトルの各々に妨害補償のために加算する。前記の基準信号ベクトル以外、複数の信号ベクトルにおける信号ベクトルの各々に対し、調整可能な係数のセットを割り当て、この係数と前記のエラー信号ベクトルを加算の前に乗算する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 離散的多周波変調により生成された信号は複数の搬送波周波数を有しており、各搬送波周波数は信号ベクトル $(a_o, b_o \sim a_n, b_n)$ を有している、

離散的多周波変調により生成された信号における妨害の補償方法において、
 複数の信号ベクトル $(a_o, b_o \sim a_n, b_n)$ のうちの1つの信号ベクトルである基準信号ベクトル (a_o, b_o) からエラー信号ベクトル $(\Delta a_o, \Delta b_o)$ を形成し、

該エラー信号ベクトルを前記複数の信号ベクトルにおける残りの信号ベクトル (a_n, b_n) の各々に妨害補償のために加算し (12, 13)、

前記基準信号ベクトル (a_o, b_o) 以外、前記複数の信号ベクトル $(a_1, b_1 \sim a_n, b_n)$ における信号ベクトルの各々に対し、調整可能な係数のセット $(C_{aa}^n, C_{ba}^n, C_{bb}^n, C_{ab}^n)$ を割り当て、該係数と前記エラー信号ベクトル $(\Delta a_o, \Delta b_o)$ を加算 (12, 13) の前に乗算することを特徴とする、

離散的多周波変調により生成された信号における妨害の補償方法。

【請求項2】 調整可能な係数 $(C_{aa}^n, C_{ba}^n, C_{bb}^n, C_{ab}^n)$ を、該調整可能な係数 $(C_{aa}^n, C_{ba}^n, C_{bb}^n, C_{ab}^n)$ の割り当てられる信号ベクトル (a_n, b_n) を有する搬送波周波数の伝送条件に従い整合させる、請求項1記載の方法。

【請求項3】 前記調整可能な係数 $(C_{aa}^n, C_{ba}^n, C_{bb}^n, C_{ab}^n)$ をエラー最小化のため反復的アルゴリズムにより調整する、請求項2記載の方法。

【請求項4】 前記調整可能な係数 $(C_{aa}^n, C_{ba}^n, C_{bb}^n, C_{ab}^n)$ を平均二乗誤差アルゴリズムにより調整する、請求項3記載の方法。

【請求項5】 基準信号ベクトル (a_o, b_o) を値の離散した基準信号ベクトル (a_o', b_o') にマッピングし、該値の離散した基準信号ベクトル (a_o', b_o') をエラー信号ベクトル $(\Delta a_o, \Delta b_o)$ 形成のため前記基準信号ベクトル (a_o, b_o) から減算する (6, 7)、請求項1から4のいずれ

か1項記載の方法。

【請求項6】 離散的多周波変調により生成された信号は周波数領域において複数の搬送波周波数をもち、各搬送波周波数は信号ベクトル ($a_o, b_o \sim a_n, b_n$) を有している、

離散的多周波変調により生成された信号における妨害の補償回路装置において

基準信号ベクトル (a_o, b_o) が第1の判定器回路 (40) へ供給され、該判定器回路 (40) により基準信号ベクトル (a_o, b_o) が値の離散した基準信号ベクトル (a_o', b_o') にマッピングされ、

エラー信号ベクトル ($\Delta a_o, \Delta b_o$) 形成のため減算器回路 (6, 7) により、前記の基準信号ベクトル (a_o, b_o) と値の離散した基準信号ベクトル (a_o', b_o') が互いに減算され、

複数の加算器 (12, 13) へ前記エラー信号ベクトル ($\Delta a_o, \Delta b_o$) が供給され、該複数の加算器 (12, 13) により前記エラー信号ベクトル ($\Delta a_o, \Delta b_o$) が基準信号ベクトル (a_o, b_o) 以外の残りの各信号ベクトル (a_n, b_n) に加算され、

前記複数の加算器 (12, 13) の各々の前段に乗算器回路 (8, 9, 10, 11) が接続されており、該乗算器回路により前記エラー信号ベクトル (a_o, b_o) が調整可能な係数 ($C_{a a^n}, C_{b a^n}, C_{b b^n}, C_{a b^n}$) と乗算されることを特徴とする、

離散的多周波変調により生成された信号における妨害の補償回路装置。

【請求項7】 前記調整可能な係数 ($C_{a a^n}, C_{b a^n}, C_{b b^n}, C_{a b^n}$) は調整量 (102) によって調整可能である、請求項6記載の回路装置。

【請求項8】 前記調整量 (102) のために2のべき乗が選ばれる、請求項7記載の回路装置。

【請求項9】 離散的多周波変調により生成された信号は複数の搬送波周波数を有しており、各搬送波周波数は信号ベクトル ($a_o, b_o \sim a_n, b_n$) を有している、

離散的多周波変調により生成された信号における妨害の補償方法において、

複数の信号ベクトル $(a_0, b_0 \sim a_n, b_n)$ のうちの1つの信号ベクトルである基準信号ベクトル (a_0, b_0) からエラー信号ベクトル $(\Delta a_0, \Delta b_0)$ を形成し、

該エラー信号ベクトル $(\Delta a_0, \Delta b_0)$ から、前記複数の信号ベクトルにおける残りの信号ベクトル (a_n, b_n) の妨害を近似的に計算し、

計算された妨害を該妨害の補償のため前記複数の信号ベクトルにおける個々の信号ベクトル (a_n, b_n) から減算することを特徴とする、

離散的多周波変調により生成された信号における妨害の補償方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

本発明は、請求項1の上位概念に記載の離散的多周波変調により生成された信号における妨害の補償方法および請求項9記の上位概念に記載の方法、ならびに前記の方法を実施するための請求項6の上位概念に記載の回路装置に関する。

【0002】

離散的多周波変調 (Discrete Multitone Modulation DMT、マルチトーン変調、マルチキャリア変調とも称する) は、直線的に歪んだチャネルを介してデータを伝送するのに殊に適した変調方法である。いわゆるシングルキャリア方式たとえばただ1つの搬送波周波数だけしかもたない振幅変調とは異なり、離散的多周波変調の場合には多数の搬送波周波数が使われる。個々の搬送波周波数の各々は直交振幅変調 (QAM) に従い振幅と位相について変調される。このようにすることで多数のQAM信号が得られる。その際、搬送波周波数ごとに所定数のビットを伝送することができる。離散的多周波変調はたとえばデジタル無線放送 DAB (Digital Audio Broadcast) のためには OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) という名称で用いられ、電話回線を介したデータ伝送のためには ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) という名称で用いられる。

【0003】

ADSLの場合にはDMT変調された信号を用いることで、交換局からアナログ接続された加入者へ電話回線を介してデータが伝送される。その際、ETSI規格およびANSI規格によれば、各搬送波周波数は約4kHzの帯域幅をもち最大で15bit/s/Hzまで伝送されるように定められている。この場合、bit/s/Hzの実際の数値を搬送波周波数ごとに異ならせることができ、このためデータレートと送信スペクトルを伝送チャネルに整合させることができる。

【0004】

DMT伝送システムは、伝送すべきシリアルデジタルデータ信号のビットをブロックにまとめる符号化器を有している。1つのブロックにおけるそれぞれ所

定数のビットに対し1つの複素数が割り当てられる。1つの複素数により離散的
多周波変調における1つの搬送波周波数 $f_i = i/T$ (ただし $i = 1, 2, \dots$
 $\dots, N/2$) が表現され、ここですべての搬送波周波数 f_i は等間隔で配分され
ている。なお、 T は1つのブロックの期間である。逆フーリエ変換により、信号
ベクトルで表された搬送波周波数が時間領域に変換され、それによって送信すべ
きDMT信号における N 個のサンプリング値がじかに表される。逆高速フーリエ
変換 (IFFT = Inverse Fast Fourier Transformation) を適用できるようにする
目的で、 N について2のべき乗が選ばれる。

【0005】

逆高速フーリエ変換後、サイクリックプレフィクス (Cyclic-Prefix) が実行
され、これによればサンプリング値における最後の M ($M < N$) がもう一度、ブ
ロックの先頭につけられる。これにより、伝送チャネルにより生じる定常化過程
が M 個のサンプリング値のあとに期間 $T \cdot M/N$ に応じて収まったとき、受信機
に対し周期的な信号であると思わせる。受信機における等化のための手間はサイ
クリックプレフィクスにより著しく低減される。その理由は、受信機での復調後
、伝送チャネルの直線的な歪みを取り除くために伝送チャネルの逆伝達関数によ
り乗算を行えばよいからである。このためには各搬送波周波数ごとに、1つの複
素数乗算または4つの実数乗算を必要とする。

【0006】

ADSLの場合、伝送チャネルは2線式線路 (銅の2重心線) である。2線式
線路であると、定常化過程のために1つのブロックの長さのわりには長い時間が
かかる。他方、サイクリックプレフィクスにより必要とされる付加的な伝送容量
は、できるかぎり小さく抑えるようにしたい。

【0007】

ブロック長が $N = 512$ の場合、ADSLでは $M = 32$ というサイクリックプ
レフィクスが定められている。しかし $M = 32$ 個の値の後であっても、2線式線
路の定常化過程は収まらない。これにより受信機において、周波数領域等化器に
よっても取り除くことのできない妨害が発生する。このような妨害は、受信機に
おいて特別な信号処理措置を施すことによって低減することができる。

【0008】

そのため、復調器の前段に時間領域等化器 (TDEQ = Time Domain Equalizer) が接続されている。この時間領域等化器は、係数の調整可能なデジタルトランスバーサルフィルタとして構成されている。時間領域等化器の役割は、伝送チャネルにおける定常化過程を短縮することである。このため、デジタルトランスバーサルフィルタのインパルス応答値の個数を、サイクリックプレフィックスのM個のサンプリング値よりもできるかぎり小さくしなければならない。このような時間領域等化器の設計については、Al-Dhahir, N., Cioffi, J.M. による "Optimum Finite-Length Equalization for Multicarrier Transceivers", IEEE Trans. on Comm., Vol. 44, No. 1, 1. 1996 に示されている。しかしながら欠点となるのは、時間領域等化器として使われるデジタルトランスバーサルフィルタのもつ多数の係数 (20~40の係数) に起因して、このような等化器のための回路はかなり余計に複雑になることである。さらにこの種の時間領域等化器の別の欠点は計算が非常に煩雑になることであり、この計算は20~40の係数のフィルタ長であると1秒間に約5千万~1億もの乗算となり、それに応じて回路も複雑になってしまう。しかもデジタルトランスバーサルフィルタの整合のため、各係数を調整しなければならない。

【0009】

したがって本発明の課題は、離散的多周波変調により生成された信号における妨害の補償方法およびこの方法を実施するための回路装置において、時間領域等化器よりも回路技術的に僅かな手間やコストしかかからず、かつ簡単で高速なアルゴリズムとして、もしくは簡単な回路として構成できるようにすることである。

【0010】

この課題は、請求項1の特徴部分に記載の構成を備えた離散的多周波変調により生成された信号における妨害の補償方法、または請求項9の特徴部分に記載の構成を備えた方法、ならびに前記方法を実施するための請求項6の特徴部分に記載の構成を備えた回路装置により解決される。

【0011】

本発明は、離散的多周波変調により生成された信号における妨害の補償方法に関する。この場合、離散的多周波変調により生成された信号は多数の搬送波周波数を有しており、各搬送波周波数は信号ベクトルを有している。複数の信号ベクトルのうちの1つの信号ベクトルである基準信号ベクトルから、エラー信号ベクトルが形成される。妨害補償のためこのエラー信号ベクトルは、前記の複数の信号ベクトルにおける残りの信号ベクトルの各々に加算される。基準信号ベクトル以外、前記の複数の信号ベクトルにおける信号ベクトルの各々に調整可能な係数のセットが割り当てられ、加算の前にこれとエラー信号ベクトルとが乗算される。有利にはこの方法の簡単なステップにおいてエラー信号が計算され、別の簡単なステップにおいて残りの搬送波周波数に加算される。個々の搬送波周波数相互間の妨害に依存性があることから、1つの搬送波周波数からエラー信号を計算すれば十分である。この方法は、時間領域等化とは異なりアルゴリズムとして非常に簡単に実施可能である。

【0012】

調整可能な係数は殊に有利には、調整可能な係数に割り当てられた信号ベクトルを有する搬送波周波数の伝送条件に従って整合される。有利には係数をこのように整合することにより、信号ベクトル中に含まれている可能性のある妨害をいっそう良好に抑圧できるようになる。

【0013】

1つの有利な実施形態によれば、調整可能な係数はエラー最小化のため反復的アルゴリズムにより調整される。

【0014】

殊に有利な実施形態によれば、調整可能な係数は平均二乗誤差アルゴリズムによって調整される。

【0015】

基準信号ベクトルは有利には値の離散的な基準信号ベクトルにマッピングされ、エラー信号ベクトル形成のためこの値の離散的な基準信号ベクトルが基準信号ベクトルから減算される。

【0016】

さらに本発明は、離散的多周波変調により生成された信号における妨害の補償回路装置に関する。この場合、離散的多周波変調により生成された信号は周波数領域において複数の搬送波周波数を有しており、その際、各搬送波周波数は1つの信号ベクトルを有している。基準信号ベクトルは第1の判定器回路へ供給され、この判定器回路により基準信号ベクトルが値の離散した基準信号ベクトルにマッピングされる。エラー信号ベクトルを形成するため減算器回路により、基準信号ベクトルと値の離散した基準信号ベクトルが互いに減算される。そしてエラー信号ベクトルは複数の加算器へ供給され、それらの加算器によりエラー信号ベクトルが基準信号ベクトル以外の残りの各信号ベクトルに加算される。複数の加算器の各々の前段には乗算器回路が接続されており、それらの乗算器回路によって最初のエラー信号ベクトルと調整可能な係数とが乗算される。

【0017】

調整可能な係数は有利には調整量により調整可能である。そしてこの調整量について殊に有利には2のべき乗が選ばれ、それによって調整可能な係数の調整を簡単なシフトレジスタによって実行できるようになる。

【0018】

さらに本発明に係わる離散的多周波変調により生成された信号における妨害の補償方法によれば、エラー信号ベクトルから複数の信号ベクトルにおける残りの信号ベクトルの妨害を近似的に計算し、妨害補償のため計算された妨害が複数の信号ベクトルにおける個々の信号ベクトルから減算される。この場合、有利には係数の適応調整は不要である。したがって適応中の収束の問題も発生する可能性がない。

【0019】

図面を参照する以下の実施例の説明には、本発明のさらに別の利点、特徴ならびに適用事例が示されている。

【0020】

図1には、離散的多周波変調により生成された信号における妨害を補償するための回路装置に関する第1の実施例が示されている。

【0021】

図2には、エラー信号の重み付け係数を形成するための回路装置の1つの実施例が示されている。

【0022】

図3には、判定器入力側におけるSN比のダイアグラムが示されている。

【0023】

図4には、離散的多周波変調により生成された信号における妨害を補償するための回路装置に関する第2の実施例が示されている。

【0024】

図1には、離散的多周波変調により生成された信号における妨害を補償するための回路装置が描かれている。この場合、シリアル／パラレル変換器1が離散的多周波変調により生成された信号INのデジタルサンプリング値を受け取る。シリアル／パラレル変換器1は、供給されたデジタルサンプリング値からブロックを形成する。この場合、1つのブロックはN個のパラレルな多数の信号を有しており、それらは復調器2へ送られる。ここでNは2のべき乗とする。

【0025】

復調器2は高速フーリエ変換器であり、これは時間領域におけるN個のパラレルな多数の供給された信号を周波数領域におけるn個の多数の搬送波周波数 $f_0 \sim f_n$ へ変換する。なお、離散的多周波変調では各搬送波周波数は直交振幅変調(QAM)によって変調される。各搬送波周波数は信号ベクトル $20a, 20b \sim 2na, 2nb$ を有している。

【0026】

たとえばADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) の場合、それぞれ4.3125kHzの周波数帯域をもつ256個の搬送波周波数のうち搬送波周波数7～250が、30.1875kHz～1078.125kHzの周波数スペクトルに従い信号伝送に利用される。

【0027】

各信号ベクトルは2つの要素をもち、それらは複素数の実数部と虚数部を成している。複素数の大きさと位相は、QAM変調された信号の載せられた搬送波周波数(周波数チャネル、チャネル)に対応する。

【0028】

多数の信号ベクトルつまりは搬送周波数に従い、信号ベクトル $20a$, $20b$ ~ $2na$, $2nb$ の等化のため n 個の周波数領域等化器 $30, \dots, 3n$ (FD EQ = Frequency Division Equalizer) が設けられている。周波数領域等化器は信号ベクトルのチャネル等化のために用いられる。このため各周波数領域等化器を、搬送波周波数に固有の伝送チャネル伝送特性に整合させることができる。各周波数領域等化器 $30, \dots, 3n$ の出力側には、等化された信号ベクトル a_o, b_o ないし a_n, b_n がそれぞれ生じる。

【0029】

各周波数領域等化器 $30, \dots, 3n$ の後段にはそれぞれ判定器回路 40 ないし $4n$ が接続されている。判定器回路は、QAM変調された搬送波周波数の複数の信号状態空間のうちどの信号状態空間を供給された信号ベクトルに割り当てるのかを判定する。この場合、1つの信号状態は値の離散した1つの信号ベクトルに対応し、このベクトルは値の離散した振幅と値の離散した位相を有する。ある信号ベクトルを値の離散した1つの信号ベクトルに具体的に割り当てるために重要であるのは、伝送によってもできるかぎり少ししか妨害を受けない信号ベクトルである。

【0030】

各判定器回路 $40, \dots, 4n$ の後段にはそれぞれデコーダ回路 50 ないし $5n$ が接続されている。デコーダ回路は供給された値の離散した信号ベクトルから、その信号ベクトル中に含まれているバイナリ信号 $OUT_0 \sim OUT_n$ をデコーディングする。

【0031】

任意の信号ベクトル a_o, b_o は基準信号ベクトルとして利用される。基準信号ベクトルは第1の判定器回路 40 により、値の離散した基準信号ベクトル a_o', b_o' へ変換される。基準信号ベクトルは、他のすべての信号ベクトルを補正するために使用される。これは個々の信号ベクトル相互間の依存性に基づき行うことができる。

【0032】

基準信号ベクトルからエラー信号ベクトルが生成され、これは他のすべての信号ベクトルの補正に利用される。この目的で、基準信号ベクトルの実数部 a_o と虚数部 a_o' が第1の減算器回路6へ供給され、互いに減算される。第1の減算器回路6の出力側に複素数の実数部 Δa_o が生じ、これはエラー信号ベクトル Δa_o , Δb_o 中に含まれているエラー信号を表す。基準信号ベクトルの虚数部 b_o と値の離散した虚数部 b_o' は、実数部に応じて第2の減算器回路7へ供給される。第2の減算器回路7の出力側には複素数の虚数部 Δb_o が生じ、これはエラー信号ベクトル Δa_o , Δb_o 中に含まれているエラー信号を表す。

【0033】

基準信号ベクトルの要素からエラー信号ベクトルの要素を形成する式は以下の通りである：

【0034】

【数1】

$$\Delta a_o = a_o - a'_o \quad \text{および} \quad \Delta b_o = b_o - b'_o$$

【0035】

エラー信号ベクトル Δa_o , Δb_o は補正すべき信号ベクトルに整合され、補正すべきチャネルに対応する信号ベクトルに加算されて補正が行われる。

【0036】

以下では、信号ベクトル a_n , b_n に対応するある任意のチャネルの実例に基づきこの方法について説明する。この方法によれば基準信号ベクトルを有するチャネル以外、各チャネルが補正される。

【0037】

エラー信号ベクトルの実数部 Δa_o は、第1の乗算器回路8およびそれと並行して第2の乗算器回路へ供給される。第1の乗算器回路8は、エラー信号ベクトルの実数部 Δa_o を第1の係数 $C_{a a^n}$ と乗算する。また、第2の乗算器回路11は、エラー信号ベクトルの実数部 Δa_o を第2の係数 $C_{a b^n}$ と乗算する。

【0038】

エラー信号ベクトルの実数部 Δb_0 は、第3の乗算器回路9およびそれと並行して第4の乗算器回路10へ供給される。第3の乗算器回路9は、エラー信号ベクトルの実数部 Δb_0 を第3の係数 C_{bb}^n と乗算する。さらに第4の乗算器回路10は、エラー信号ベクトルの虚数部 Δb_0 を第4の係数 C_{bb}^n と乗算する。

【0039】

第1の乗算器回路8および第3の乗算器回路9の出力信号は、第1の加算器回路12へ供給される。周波数領域等化器3nの出力側に生じる信号ベクトルの実数部 a_n も、第1の乗算器回路12へ供給される。第1の乗算器回路は、供給された3つの信号を信号ベクトルのエラー補正された実数部 a_{n*} に加算する。

【0040】

第2の乗算器回路および第4の乗算器回路の出力信号は、第2の加算器回路13へ供給される。さらに第2の加算器回路13へ、第2の周波数領域等化器3nの出力側に生じる信号ベクトルの虚数部 b_n が供給される。3つの供給された信号を加算する第2の加算器回路13の出力側には、信号ベクトルのエラー補正された虚数部 b_{n*} が生じる。

【0041】

先に挙げた方法は次式で表すことができる：

【0042】

【数2】

$$a_{n*} = a_n + C_{aa}^n \cdot \Delta a_0 + C_{ba}^n \cdot \Delta b_0$$

$$b_{n*} = b_n + C_{ab}^n \cdot \Delta a_0 + C_{bb}^n \cdot \Delta b_0$$

【0043】

信号ベクトルにおいてエラー補正された実数部 a_{n*} とエラー補正された虚数部 b_{n*} は第2の判定器回路4nへ供給され、この第2の判定器回路はエラー補正された実数部 a_{n*} とエラー補正された虚数部 b_{n*} を、値の離散した

信号ベクトル a_{n*}' , b_{n*}' における値の離散した実数部 a_{n*}' もしくは値の離散した虚数部 b_{n*}' に変換する。

【0044】

値の離散した信号ベクトル a_{n*}' , b_{n*}' は第2のデコーダ回路5nへ供給される。第2のデコーダ回路5nは、供給された信号ベクトルから信号をデコーディングする。

【0045】

この方法によれば基準信号ベクトル以外、各信号ベクトルについてエラー信号ベクトルが補正すべきチャネルに応じて重み付けされ、チャネルを表す信号ベクトルに加算される。

【0046】

エラー信号ベクトルを重み付けるための重み付け係数 C_{aa}^n , C_{ba}^n , C_{ab}^n , C_{bb}^n は、たとえば平均二乗誤差アルゴリズム (MSEアルゴリズム) などエラー最小化のための反復的アルゴリズムによって段階的に調整することができる (ここで k は離散的な時点を表す) :

【0047】

【数3】

$$\begin{aligned} C_{aa}^n(k) &= C_{aa}^n(k-1) - g \cdot \Delta a_0(k) \cdot \Delta a_n(k) \\ C_{bb}^n(k) &= C_{bb}^n(k-1) - g \cdot \Delta b_0(k) \cdot \Delta b_n(k) \\ C_{ab}^n(k) &= C_{ab}^n(k-1) - g \cdot \Delta a_0(k) \cdot \Delta b_n(k) \\ C_{ba}^n(k) &= C_{ba}^n(k-1) - g \cdot \Delta b_0(k) \cdot \Delta a_n(k) \end{aligned} \quad (1)$$

【0048】

式(1)に従い重み付け係数 C_{aa}^n , C_{ba}^n , C_{ab}^n , C_{bb}^n を計算するために、基準信号ベクトルのエラー信号ベクトル Δa_0 , Δb_0 も補正すべき n 番目のチャネルのエラー信号ベクトル Δa_n , Δb_n も必要とされる。この場合、補正すべき n 番目のチャネルのエラー信号ベクトル Δa_n , Δb_n は、基準チャネルのエラー信号ベクトルに従い形成される。

【0049】

ある信号ベクトルを下方の周波数領域においてのみ妨害除去しようとする場合には、対称的な重み付け係数 C_{aa}^n , C_{ba}^n , C_{ab}^n , C_{bb}^n を用いた簡単なアルゴリズムで十分である。これはたとえば、復調器2およびシリアル／パラレル変換器1の前段に接続された時間領域等化器を使用した場合に該当する可能性がある。この場合、時間領域等化器に対する要求は、妨害補償のない時間領域等化器に対する要求よりも僅かである。この事例では重み付け係数 C_{aa}^n , C_{ba}^n , C_{ab}^n , C_{bb}^n は以下のように計算される：

【0050】

【数4】

$$\begin{aligned} C_{bb}^n(k) &= C_{bb}^n(k-1) \\ C_{ba}^n(k) &= -C_{ab}^n(k-1) \end{aligned} \quad (2a)$$

【0051】

有利には重み付け係数の対称性により、重み付け係数を記憶するために必要とされるメモリスペースが小さくなる。

【0052】

この場合、調整のためのアルゴリズムは以下の通りである：

【0053】

【数5】

$$\begin{aligned} C_{aa}^n(k) &= C_{aa}^n(k-1) - g \cdot (\Delta a_0(k) \cdot \Delta a_n(k) + \Delta b_0(k) \cdot \Delta b_n(k)) \\ C_{ab}^n(k) &= C_{ab}^n(k-1) - g \cdot (\Delta a_0(k) \cdot \Delta b_n(k) - \Delta b_0(k) \cdot \Delta a_n(k)) \end{aligned} \quad (2b)$$

【0054】

図2に描かれている回路装置は、式(1)に相応するMSEアルゴリズムに従い重み付け係数 C_{aa}^n , C_{ba}^n , C_{ab}^n , C_{bb}^n を計算する。

【0055】

これらの回路装置の各々は第1の乗算器100を有しており、これは基準チャネルにおけるエラー信号ベクトルの実数部 Δa_0 もしくは虚数部 Δb_0 を、補

正すべきチャネルから形成されたエラー信号ベクトルの実数部 Δa_n もしくは虚数部 Δb_n と乗算する。

【0056】

第1の乗算器100に後置接続された第2の乗算器101は、第1の乗算器100の結果を回路ブロック102において形成される調整量 g と乗算する。

【0057】

調整量 g は、乗算を簡単にするため2のべき乗 $2^{-\mu}$ が選ばれる。これにより第2の乗算器101のために簡単なシフトレジスタを用いることができる。

【0058】

さらに別の単純化は、エラー信号ベクトルの実数部 Δa_i と虚数部 Δb_i のために単に極性符号だけを使用することにより達成される（これは式(2b)による単純化されたアルゴリズムについてもあてはまる）。したがって第1の乗算器100が1bit演算に低減される。

【0059】

第2の乗算器101の出力信号は比較器103の負の入力側へ供給され、その出力側は遅延素子104を介して正の入力側にフィードバックされている。

【0060】

図3には、各判定器回路40, . . . , 4nの入力側における妨害を補償する種々の方法に関してSN比 ($SNR = \text{Signal-To-Noise-Ratio}$) が示されている。時間領域等化器と妨害抑圧がないと、 $-40 \sim -20 \text{ dB}$ のSNRは約1.1 MHzまでの周波数領域に及ぶ。本発明による妨害補償方法 (= 妨害抑圧装置) によれば $-70 \sim \text{約} -45 \text{ dB}$ のSNRとなり、このことは平均して $25 \sim 30 \text{ dB}$ の改善に相応する。32個の係数を持ち復調器2の前段に接続されている時間領域等化器によれば、 $-70 \sim \text{約} -50 \text{ dB}$ のSNRとなる。

【0061】

図4には、離散的な多周波変調により生成された信号における妨害の補償回路装置に関する第2の実施例が示されている。この場合、第1の実施例の素子と同じすべての素子には、やはり同じ参照符号が付されている。以下では、第1の実施例と第2の実施例との相違点についてのみ説明する。

【0062】

基準信号ベクトルのエラー信号ベクトル Δa_o , Δb_o が装置200へ供給され、この装置によってエラー信号ベクトルが補正すべきチャンネルに整合される。

【0063】

この目的でまずはじめにエラー信号ベクトルからエラー周波数特性のパラメータが計算され、これは次に別のチャンネルの補正に用いられる。

【0064】

この回路装置を2次の系であるとみなすと、周波数領域等化器後のチャンネルごとの妨害もしくはエラーの周波数特性は次式により計算される：

【0065】

【数6】

$$\text{エラー}_n = (c_1 + c_2 \cdot z_n) \cdot \frac{FEQ_n}{FEQ_mod_n}$$

| | |
|----------------|--|
| n | チャンネルの指標 |
| エラー_n | n 番目のチャンネルのエラー |
| z_n | $z_n = e^{j\omega_n \cdot T_s}$ ただし T_s はサンプリング時間（たとえばADSLでは2.208MHz） |
| FEQ_n | n 番目のチャンネルの周波数領域等化器の係数 |
| FEQ_mod_n | n 番目のチャンネルにおける変形された周波数領域等化器の係数。この場合 FEQ_n は逆フーリエ変換により周波数領域に変換され、サイクリックプレフィクス内にあるインパルス応答の一部が「切り取られる。」 |

【0066】

この場合、パラメータ c_1 および c_2 は基準チャンネル（たとえば0番目のチャンネル）から上述の式に従い計算することができる：

【0067】

【数7】

$$\text{エラー}_0 = (c_1 + c_2 \cdot z_0) \cdot \frac{FEQ_0}{FEQ_mod_0}$$

【0068】

この式は複素数であるため、2つの未知のパラメータ c_1 および c_2 を計算するために2つの式すなわち実数の式と虚数の式が生じる。これにより、他のチャネルについてエラー周波数特性を分析的に計算することができ、個々のチャネルの補正に利用することができる。この方法において有利であるのは、伝送中に係数の整合が不要なことである。この場合、ただ1度だけ基準チャネルからパラメータ c_1 および c_2 を計算すればよく、これによって別のチャネルの周波数特性を計算することができる。このため適合時間が節約されることから収束の問題も発生しない。

【0069】

各チャネルにおけるパラメータ c_1 と c_2 ならびにエラー周波数特性の計算後、周波数領域等化器前に補正されるときには $1/FEQ_mod$ により修正され、周波数領域等化器後に補正されるときには FEQ/FEQ_mod により修正される。

【0070】

ついでそのように整合されたエラー信号ベクトルは、妨害補償のため加算器回路201、202によりn番目のチャネルに加算される。

【図面の簡単な説明】

【図1】

離散的多周波変調により生成された信号における妨害を補償するための回路装置に関する第1の実施例を示す図である。

【図2】

エラー信号の重み付け係数を形成するための回路装置の1つの実施例を示す図である。

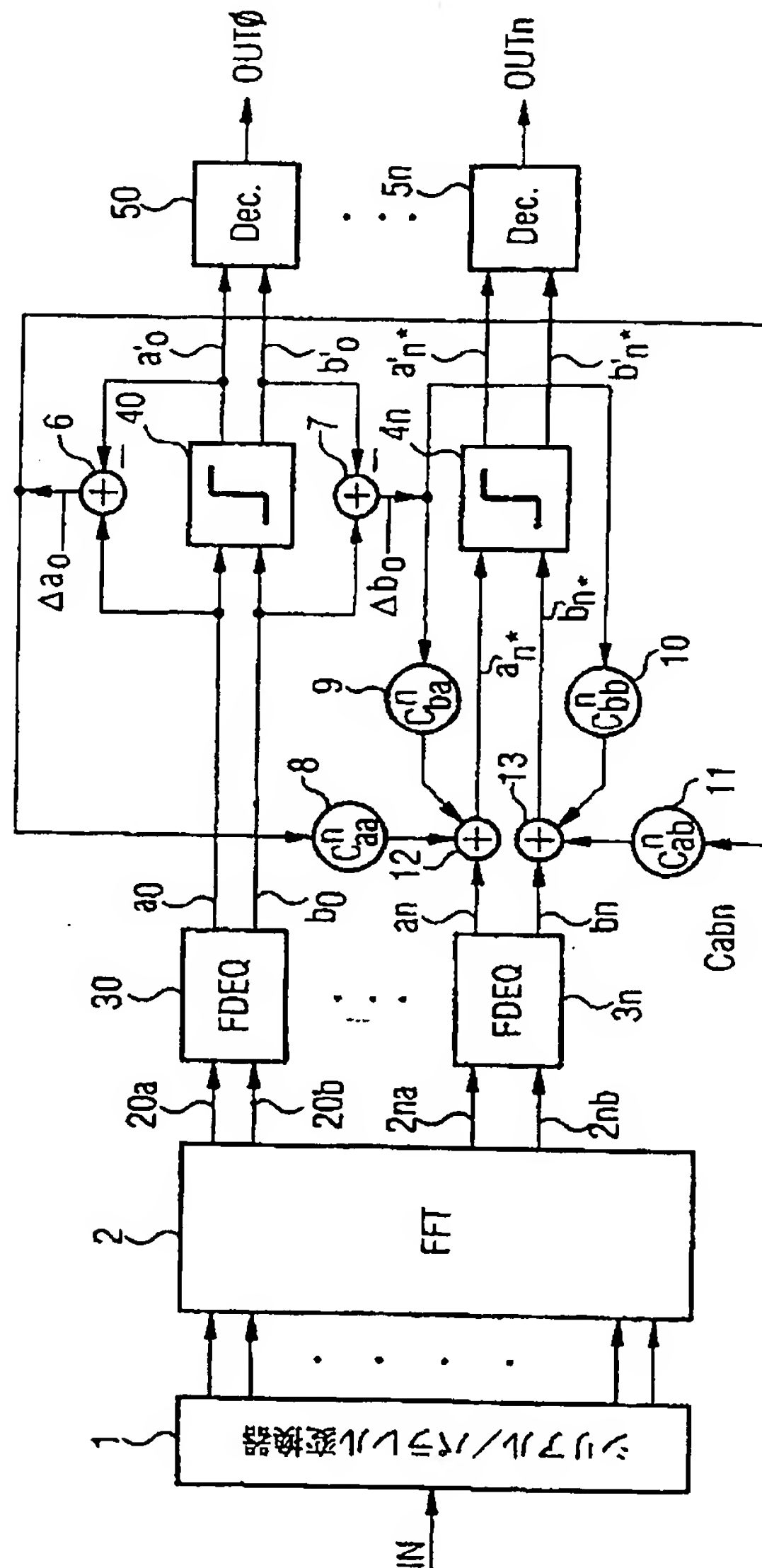
【図3】

判定器入力側におけるSN比のダイアグラムを示す図である。

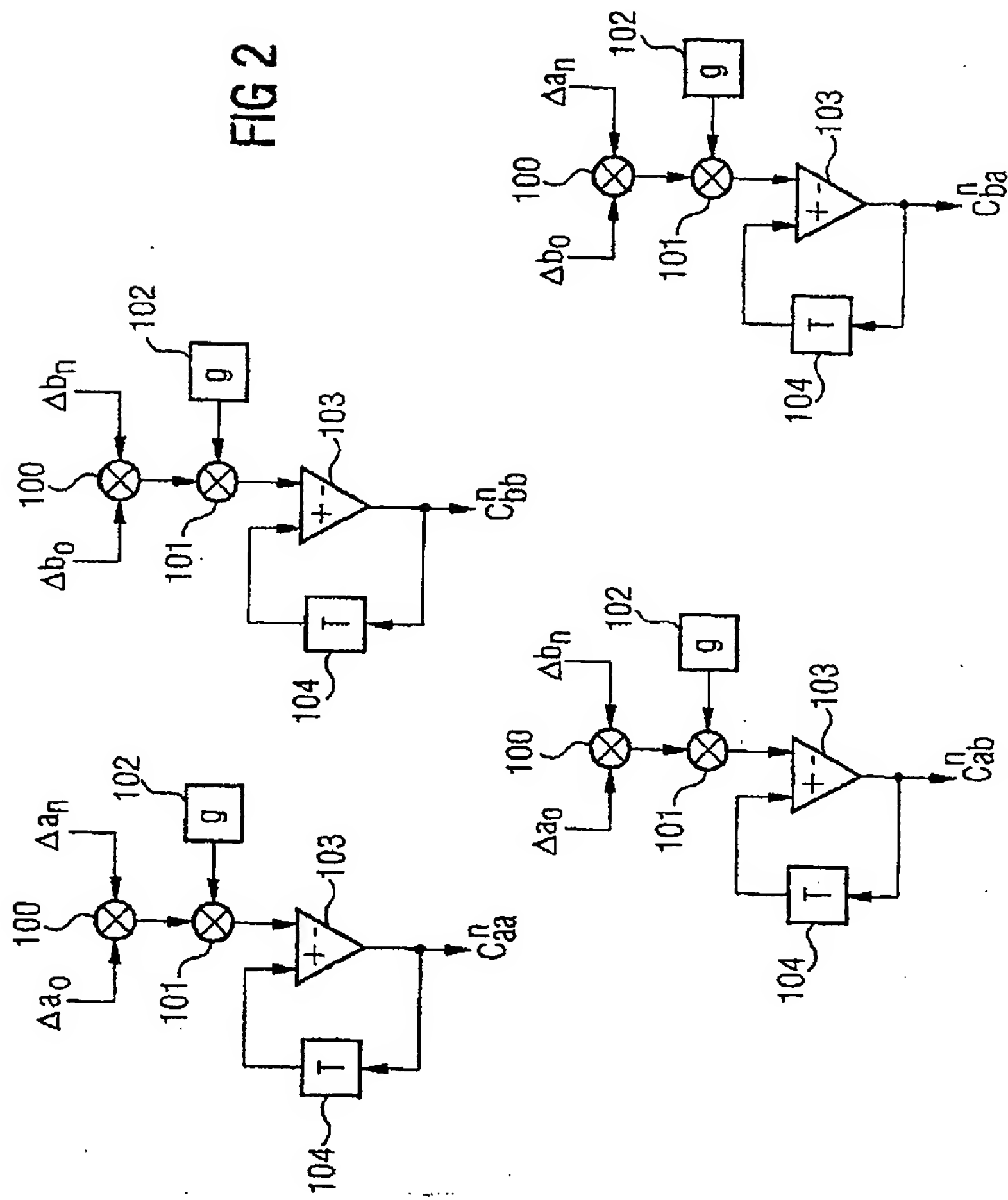
【図4】

離散的周波変調により生成された信号における妨害を補償するための回路装置に関する第2の実施例を示す図である。

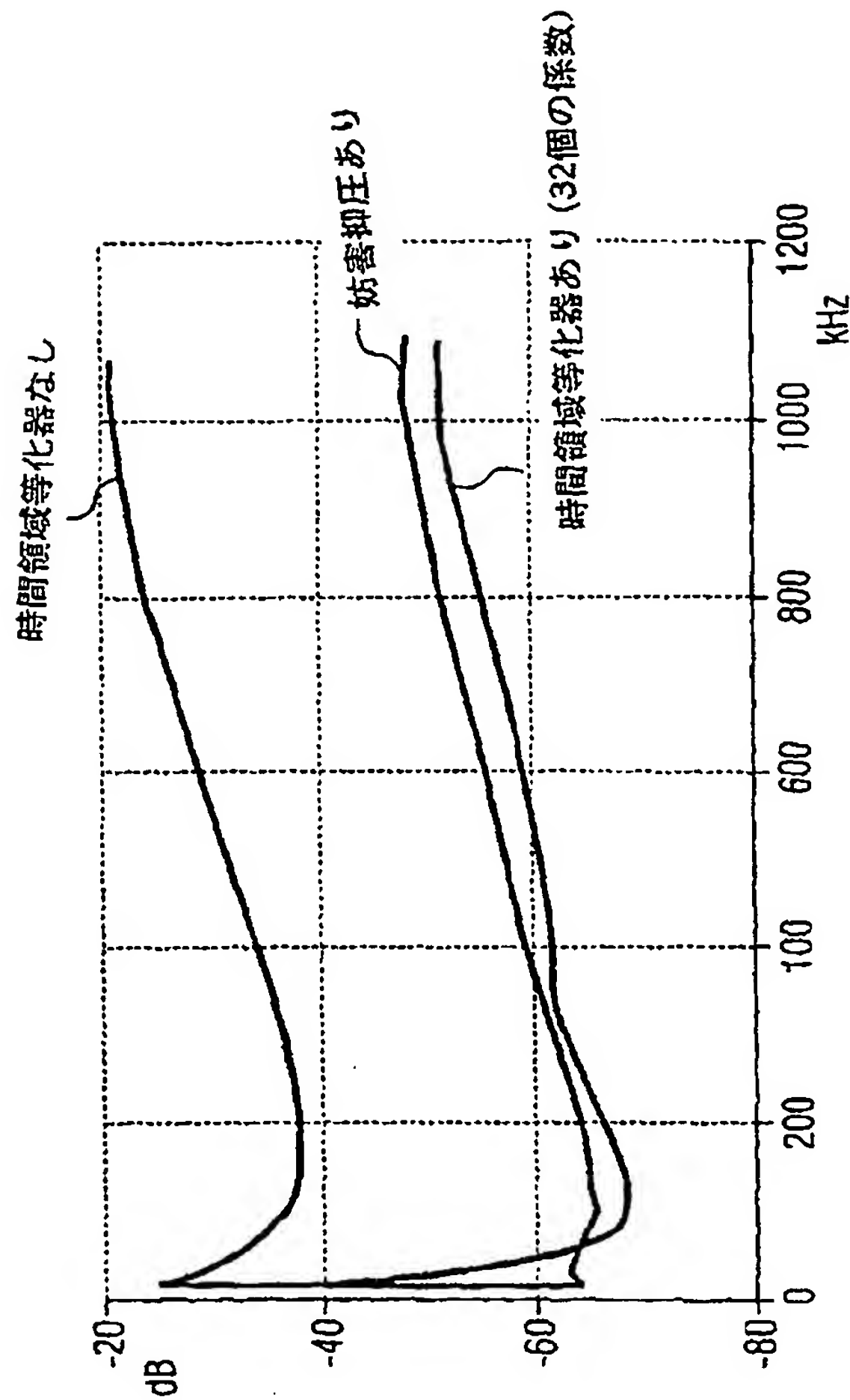
【図1】



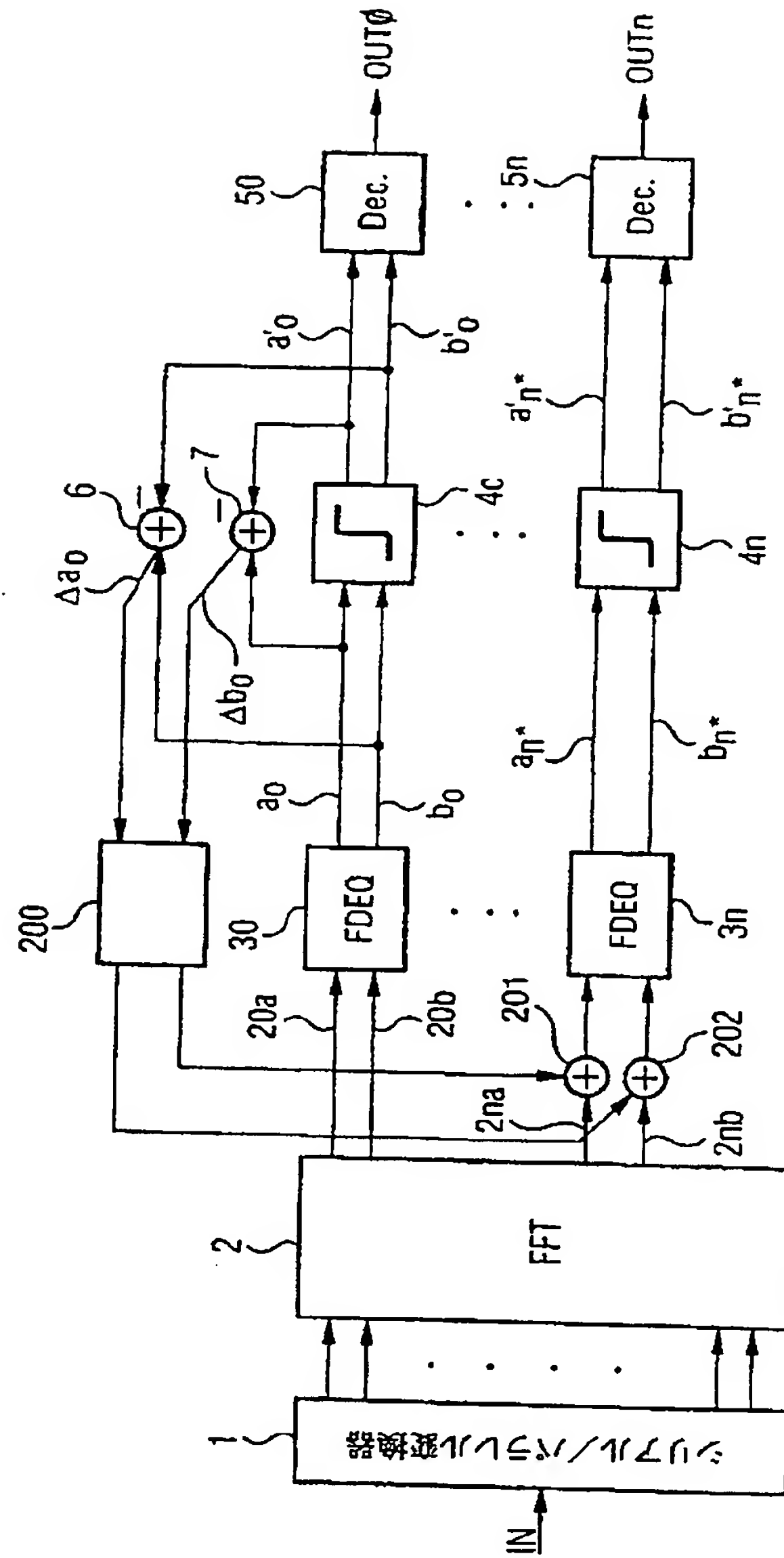
【図2】



【図3】



【図4】



【手続補正書】特許協力条約第34条補正の翻訳文提出書

【提出日】平成12年9月12日(2000.9.12)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項4

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項4】 前記調整可能な係数 (C_{aa}^n , C_{ba}^n , C_{bb}^n , C_{ab}^n) を平均二乗誤差アルゴリズムにより調整する、請求項3記載の方法。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項5

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項5】 基準信号ベクトル (a_o , b_o) を値の離散した基準信号ベクトル (a_o' , b_o') にマッピングし、該値の離散した基準信号ベクトル (a_o' , b_o') をエラー信号ベクトル (Δa_o , Δb_o) 形成のため前記基準信号ベクトル (a_o , b_o) から減算する(6, 7)、請求項1から4のいずれか1項記載の方法。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項6

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項6】 離散的多周波変調により生成された信号は周波数領域において複数の搬送波周波数をもち、各搬送波周波数は信号ベクトル (a_o , $b_o \sim a_n$, b_n) を有している、

離散的多周波変調により生成された信号における妨害の補償回路装置において

基準信号ベクトル (a_o, b_o) を第1の判定器回路 (40) へ供給する供給装置が設けられており、前記第1の判定器回路 (40) により前記基準信号ベクトル (a_o, b_o) が値の離散した基準信号ベクトル (a_o', b_o') にマッピングされ、

前記の基準信号ベクトル (a_o, b_o) と値の離散した基準信号ベクトル (a_o', b_o') とを減算してエラー信号ベクトル ($\Delta a_o, \Delta b_o$) を形成する減算器回路 (6, 7) と、

該エラー信号ベクトル ($\Delta a_o, \Delta b_o$) を受け取る複数の加算器 (12, 13) が設けられており、該複数の加算器により前記エラー信号ベクトル ($\Delta a_o, \Delta b_o$) が基準信号ベクトル (a_o, b_o) を除いて他の各信号ベクトル (a_n, b_n) に加算され、

前記複数の加算器 (12, 13) の各々の前段に接続された乗算器回路 (8, 9, 10, 11) が設けられており、該乗算器回路により前記エラー信号ベクトル ($\Delta a_o, \Delta b_o$) が調整可能な係数 ($C_{a a^n}, C_{b a^n}, C_{b b^n}, C_{a b^n}$) と乗算されることを特徴とする、

離散的多周波変調により生成された信号における妨害の補償回路装置。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項7

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項7】 前記調整可能な係数 ($C_{a a^n}, C_{b a^n}, C_{b b^n}, C_{a b^n}$) は調整量 (102) によって調整可能である、請求項6記載の回路装置。

【手続補正5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項8

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項8】 前記調整量 (102) のために2のべき乗が選ばれる、請求

項7記載の回路装置。

【手続補正6】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項9

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項9】 離散的多周波変調により生成された信号は複数の搬送波周波数を有しており、各搬送波周波数は信号ベクトル $(a_o, b_o \sim a_n, b_n)$ を有している、

離散的多周波変調により生成された信号における妨害の補償方法において、
複数の信号ベクトル $(a_o, b_o \sim a_n, b_n)$ のうちの1つの信号ベクトルである基準信号ベクトル (a_o, b_o) からエラー信号ベクトル $(\Delta a_o, \Delta b_o)$ を形成し、

該エラー信号ベクトル $(\Delta a_o, \Delta b_o)$ から、前記複数の信号ベクトルにおける残りの信号ベクトル (a_n, b_n) の妨害を近似的に計算し、

計算された妨害を該妨害の補償のため前記複数の信号ベクトルにおける個々の信号ベクトル (a_n, b_n) から減算することを特徴とする、

離散的多周波変調により生成された信号における妨害の補償方法。

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

| A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 H04L27/26 H04L25/03 | | International Application No. PCT/DE 99/03656 |
|---|--|--|
| According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC | | |
| B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 H04L | | |
| Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched | | |
| Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used) | | |
| C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT | | |
| Category * | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages | Relevant to claim No. |
| A | RINNE J: "AN EQUALIZATION METHOD USING PRELIMINARY DECISIONS FOR ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING SYSTEMS IN CHANNELS WITH FREQUENCY SELECTIVE FADING" IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, IEEE, vol. 3, 28 April 1996 (1996-04-28), pages 1579-1583, XP000595797 New York, USA ISBN: 0-7803-3158-3 Chapter III --- -/-- | 1-9 |
| <input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. | | |
| <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex. | | |
| * Special categories of cited documents: | | |
| "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claims) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later documents published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "A" document member of the same patent family | | |
| Date of the actual completion of the international search 14 March 2000 | | Date of mailing of the international search report 22/03/2000 |
| Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.O. 5818 Patendean 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax (+31-70) 340-3010 | | Authorized officer Orozco Roura, C |

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1992)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Int. Appl. No.
PCT/DE 99/03656

| C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT | | |
|--|---|-----------------------|
| Category | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages | Relevant to claim No. |
| A | <p>RINNE J ET AL: "EQUALIZATION OF ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING SIGNALS" PROCEEDINGS OF THE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE (GLOBECOM), IEEE, vol. 1, 28 November 1994 (1994-11-28), pages 415-419, XP000488584 New York, USA ISBN: 0-7803-1821-8 Chapter 3.1</p> | 1-9 |
| A | <p>RINNE J ET AL: "AN IMPROVED EQUALIZING SCHEME FOR ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING SYSTEMS FOR TIME-VARIANT CHANNELS" IEEE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE (GLOBECOM), vol. 2, 14 November 1995 (1995-11-14), pages 879-883, XP000622920 New York, USA ISBN: 0-7803-2510-9 Chapter III.A</p> | 1-9 |
| A | <p>WO 98 10545 A (TELIA AB) 12 March 1998 (1998-03-12) page 49, line 27 -page 50, line 11</p> | 1-9 |
| A | <p>VITERBO E ET AL: "HOW TO COMBAT LONG ECHOES IN OFDM TRANSMISSION SCHEMES: SUB-CHANNELEQUALIZATION OR MORE POWERFUL CHANNEL CODING" IEEE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE (GLOBECOM), vol. 3, 14 November 1995 (1995-11-14), pages 2069-2074, XP000633651 New York, USA ISBN: 0-7803-2510-9 Chapter 4.1</p> | 1-9 |

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

information on patent family members

International Application No
PCT/DE 99/03656

| Patent document cited in search report | Publication date | Patent family member(s) | Publication date |
|---|---------------------|----------------------------|---------------------|
| WO 9810545 A | 12-03-1998 | SE 506634 C | 26-01-1998 |
| | | EP 0923821 A | 23-06-1999 |
| | | NO 990767 A | 30-04-1999 |
| | | SE 9603187 A | 25-11-1997 |

フロントページの続き

(81) 指定国 EP(AT, BE, CH, CY,
DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, I
T, LU, MC, NL, PT, SE), CN, JP, K
R

(72) 発明者 シュテファン シュナイダー
オーストリア国 カーティチュ ヌンマー
125

Fターム(参考) 5K022 AA26 DD01 DD33